

3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 전류리플을 저감하기 위한 새로운 제어기법

정재현¹, 김지현¹, 노의철[†], 김흥근², 전태원³

New Control Method for the Current Ripple Reduction of 3-phase Interleaved Bidirectional DC-DC Converter

Jae-Hun Jung¹, Jihyun Kim¹, Eui-Cheol Nho[†], Heung-Geun Kim², and Tae-Won Chun³

Abstract

A new method for the current ripple reduction of a three-phase interleaved bidirectional DC-DC converter is proposed. The converter used in this study operates in discontinuous mode to minimize the switching losses. All the switches are turned on at ZVS and ZCS conditions, and turned off at ZVS condition. The charging and discharging power of the battery is controlled by varying the switching frequency while maintaining the discontinuous mode operation. A 3 kW 20 kHz power converter is designed and implemented. Simulation and experimental results show the validity of the proposed method. The proposed control method can be used to reduce the battery ripple current significantly.

Key words: Interleaved bidirectional DC-DC converter, Battery charging, Current ripple

1. 서 론

풍력이나 태양광 등의 신재생에너지 도입과 에너지사용 효율을 높임으로써 화석연료 의존에서 탈피하기 위한 많은 연구가 진행 중이다.

그림 1은 에너지 사용 효율을 높이기 위한 기술인 V2G(Vehicle To Grid) 시스템 구성도를 나타낸 것이다^[1]. V2G 기술은 전력망과 전기자동차의 에너지저장매체인 배터리를 연계하여 양방향으로 전력을 전송하는 기술이다. 이 기술을 통해 최대전력이 낮고 전기의 가격이 저렴한 야간에는 전기자동차의 배터리를 충전하고, 최대전력이 높고 전기의 가격이 비싼 주간에는 배터리에 충전된 에너지를 다시 계통으로 되팔 수도 있다.

V2G의 핵심 구성요소인 계통연계를 위한 PWM

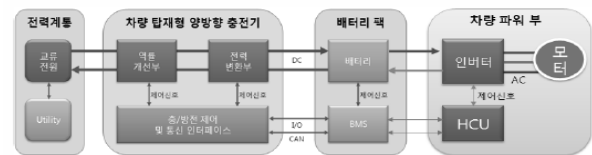


Fig. 1. Circuit of V2G system.

(Pulse Width Modulation) 컨버터와 양방향 DC-DC 컨버터는 높은 효율을 요구한다. 이를 위하여 DC-DC 컨버터는 일반적으로 DCM(Discontinuous Current Mode)으로 동작시키는데 DCM으로 동작시키는 경우 배터리에 흐르는 전류의 리플이 크다는 문제점이 있다. 배터리의 전류 리플이 크면 배터리의 수명이 줄어들게 되므로 DCM으로 동작시키는 경우, 인터리브드 방식을 이용하여 전류의 리플을 저감하는 토폴로지가 많이 사용되고 있다^{[2]-[7]}. [3]의 시스템은 배터리의 충·방전전력을 제어하기 위해서 인덕터 전류를 Level-shift하는 방법을 사용하는데 중부하시에는 높은 효율을 보이는 장점이 있지만 경부하시에 반도체 소자에 흐르는 전류가 중부하시와 동일하기 때문에 도통손실이 크다는 단점이 있다. 이를 개선하기 위해 스위칭 주파수를 가변하는 방식이 제안되었는데, 전 부하 영역에서 높은 효율을 보이는 장점이 있지만 충·방전전력이 작아질수록 스위칭 주파수가

Paper number: TKPE-2016-21-3-10

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: nhoec@pknu.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Pukyong National University

Tel: +82-51-629-6317 Fax: +82-51-629-6305

¹ Dept. of Electrical Eng., Pukyong National University

² Dept. of Electrical Eng., Kyungpook National University

³ Dept. of Electrical Eng., University of Ulsan

Manuscript received Feb. 1, 2016; revised Feb. 25, 2016;

accepted Apr. 7, 2016

— 본 논문은 2015년 추계학술대회 우수추천논문임

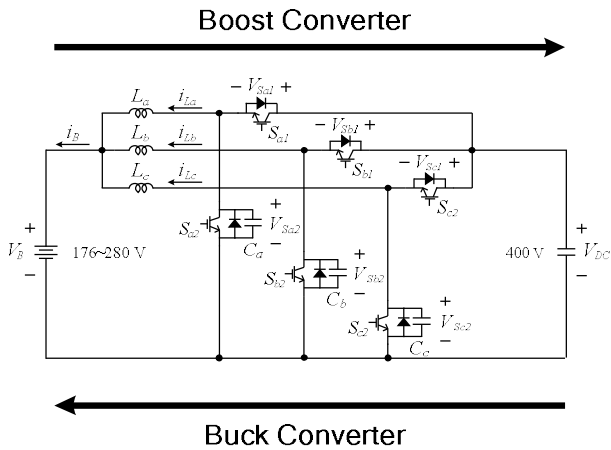


Fig. 2. Circuit of proposed system.

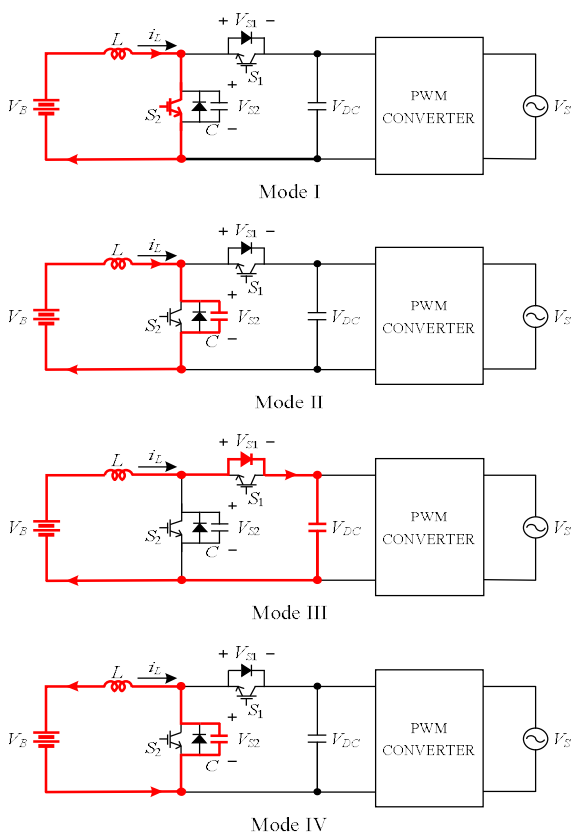


Fig. 3. Current path in discharging mode.

증가하여 IGBT소자 사용이 제한되며, 인덕터와 필터 설계가 어렵다^[4].

본 논문에서는 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 전류리플을 줄이기 위한 새로운 기법인 상 제어 기법을 제안하고자 한다. 제안하는 상 제어 기법은 스위칭 주파수를 제어함으로써 부하를 조절한다. 전류 임계모드로 동작하여 시스템에서 발생하는 스위치 손실을 최소화 하였다. 경부하 시 운전되는 상의 개수를 줄여 출력 전류 리플의 크기를 최소화 하였고, 전력 반도체

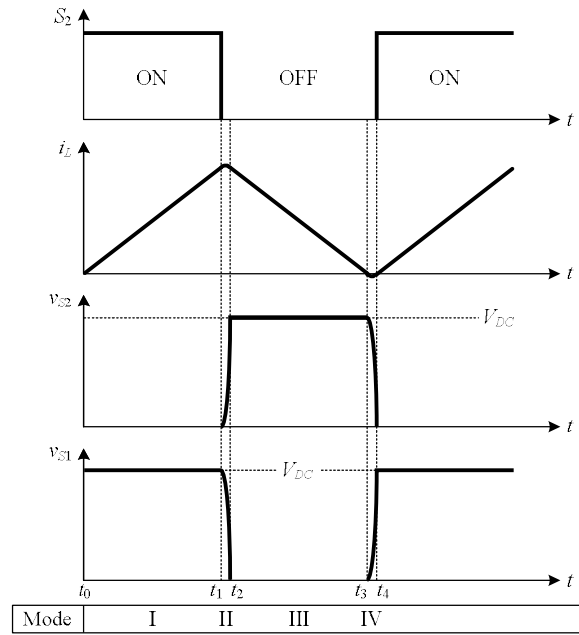


Fig. 4. Switch voltage, inductor current and switching signal.

소자의 최대 스위칭 주파수에 따른 최소 부하의 크기를 확장할 수 있도록 하였다.

3.5kW 양방향 DC-DC 컨버터 시스템에 대하여 전류 임계모드가 되도록 하는 인덕턴스 값을 설계하였으며 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안한 방식의 타당성을 입증하였다.

2. 양방향 DC-DC 컨버터 동작원리

그림 2는 본 논문에서 사용된 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 회로도이다. [3] 시스템의 회로와는 달리 하단 스위치에만 ZVS용 커패시터가 병렬로 연결되어 있다. V_{DC} 는 400 V, V_B 의 범위는 176 V ~ 280 V이며 배터리가 충전할 때는 벡 컨버터로 동작하고 방전할 때는 부스트 컨버터로 동작한다.

본 논문에서는 스위칭 주파수를 가변하여 충·방전 전력을 제어하는 기법을 이용하였다. 부하 전력의 크기가 작을수록 스위칭 주파수는 증가하고 반대로 커질수록 스위칭 주파수는 감소한다.

그림 3은 제안하는 시스템의 단상을 기준으로 한 방전동작 시 모드별 전류 흐름도이고, 그림 4에 방전동작 시 각부 전압, 전류, 그리고 스위칭 신호를 나타내었다. 3상으로 동작 시 각 상이 120°의 위상차를, 2상으로 동작 시 각 상이 180°의 위상차를 가지도록 제어한다. 시스템의 충·방전 원리는 동일하므로 제안하는 시스템은 단상 방전모드인 경우를 이용하여 동작원리를 설명하도록 한다.

(a) Mode I ($t_0 \sim t_1$)

Mode I은 하단 스위치 S_2 를 ZVS, ZCS 턴-온 하여 시작된다. S_2 가 턴-온하면 인덕터 L 에는 정방향으로 V_B 가 인가되어 인덕터 전류 i_L 이 선형적으로 증가한다. 인덕터 전류 i_L 은 식 (1)로 나타낼 수 있다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t V_B dt \quad (1)$$

ZVS용 커패시터의 전압은 0V이고, S_2 가 턴-오프 하면 Mode I은 종료된다.

(b) Mode II ($t_1 \sim t_2$)

Mode II는 S_2 를 ZVS 턴-오프 하면 시작된다. 이 구간은 하단 스위치 S_2 의 ZVS용 커패시터의 에너지를 충전하는 구간이다. 커패시터 C - 인덕터 L - 배터리 V_B 루프에서 L-C 직렬공진이 발생한다. Mode II에서 인덕터 전류 i_L 은 식 (2)로 나타낼 수 있다.

$$i_L = i_L(t_1) \cos \omega_0(t-t_1) + \frac{V_B}{Z_0} \sin \omega_0(t-t_1) \quad (2)$$

여기서 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, 특성임피던스 $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ 이다.

ZVS용 커패시터 전압 V_{S2} 는 영전압에서 V_{DC} 까지 충전되므로 식 (3)으로 나타낼 수 있다.

$$V_{S2} = V_B - V_B \cos \omega_0(t-t_1) + Z_0 i_L(t_1) \sin \omega_0(t-t_1) \quad (3)$$

V_{S2} 가 V_{DC} 까지 상승하면 Mode II는 종료된다.

(c) Mode III ($t_2 \sim t_3$)

Mode III은 S_1 의 다이오드 측으로 전류가 흐르기 시작하는 구간이다. 이때 인덕터 L 에 V_{DC} 와 V_B 의 차이 만큼 전압이 인가되어 전류는 선형적으로 감소한다. 인덕터 전류 i_L 은 식 (4)와 같다.

$$i_L = i_L(t_2) - \frac{1}{L} \int_{t_2}^t (V_{DC} - V_B) dt \quad (4)$$

ZVS용 커패시터 전압 V_{S2} 는 V_{DC} 와 동일하며, 인덕터의 전류가 영전류인 시점에서 Mode III은 종료된다.

(d) Mode IV ($t_3 \sim t_4$)

Mode IV는 인덕터의 전류가 영전류인 시점에서 시작

된다. 커패시터 C - 인덕터 L - 배터리 V_B 경로를 통하여 L-C 직렬공진이 발생한다. 이 구간에서 인덕터 전류 i_L 은 식 (5)와 같다.

$$i_L = i_L(t_3) \cos \omega_0(t-t_3) + \frac{V_{S2}(t_3) - V_B}{Z_0} \sin \omega_0(t-t_3) \quad (5)$$

ZVS용 커패시터 전압 V_{S2} 는 V_{DC} 에서 0V까지 방전되므로 식 (6)으로 나타낼 수 있다.

$$V_{S2} = V_B - (V_B - V_{S2}(t_3)) \cos \omega_0(t-t_3) \quad (6)$$

V_{S2} 가 0V인 시점에서 Mode IV는 종료된다.

3. 전류 리플 저감을 위한 새로운 제어 기법**3.1 출력 전류 리플 크기 분석**

그림 5에 3상 동작 시 출력 전류 리플 크기 분석을 위한 각 상전류와 배터리 전류를 나타내었다. 그림 4의 Mode II와 Mode IV 구간이 스위칭 주기와 비교하여 매우 작다고 가정하면 각 상의 전류는 삼각파로 가정할 수 있다.

3상 동작 시 배터리의 전류 리플의 크기는 DC 링크와 배터리 전압에 따라 세 구간으로 나눌 수 있는데, 배터리 전압이 0V ~ 133V, 133V ~ 267V, 그리고 267V ~ 400V인 구간이다. 제안하는 시스템에서 배터리의 전압변동 범위는 176V ~ 280V이므로 176V ~ 267V와 267V ~ 280V 두 구간에 대해 전류 리플의 크기를 분석하였다.

배터리 전압이 176V ~ 267V인 경우 배터리 전류의 한주기 T_3 에서 배터리 전류가 상승하는 구간을 $D_3 T_3$ 로 정의했을 때 배터리 전류는 인덕터 전류의 합이므로 배터리 전류 변화량은 식 (7)로 나타낼 수 있고 시스템 듀티 D 를 이용하면 식 (8)과 같다.

$$\Delta i_{B_3} = \frac{3V_B - 2V_{DC}}{L} D_3 T_3 \quad (7)$$

$$\Delta i_{B_3} = \frac{3V_B - 2V_{DC}}{L} (D - \frac{1}{3}) T \quad (8)$$

마찬가지로 배터리 전압이 267V ~ 280V인 경우 배터리 전류 변화량을 구하면 식 (9)와 같다.

$$\Delta i_{B_3} = \frac{3V_{DC} - 2V_B}{L} D T \quad (9)$$

그림 6에 식 (8)과 (9)를 이용한 3상 동작 시 총·방전전력에 따른 배터리전압에 대한 전류 리플의 크기를 나타내었다.

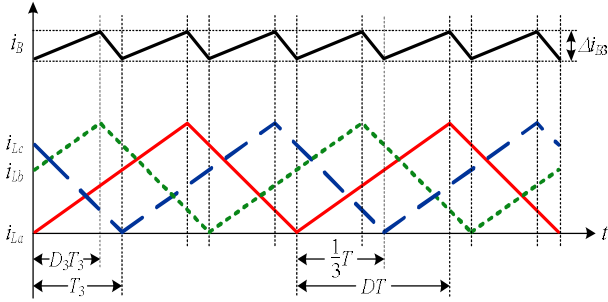


Fig. 5. Inductor current and battery current in 3-phase operation.

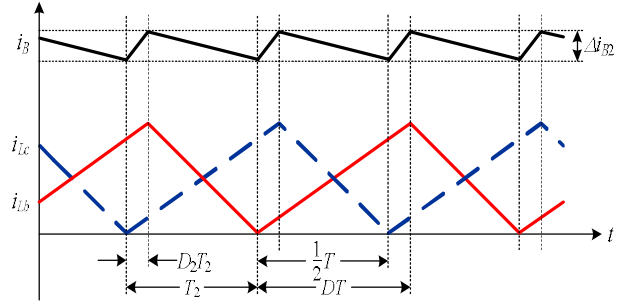


Fig. 7. Inductor current and battery current in 2-phase operation.

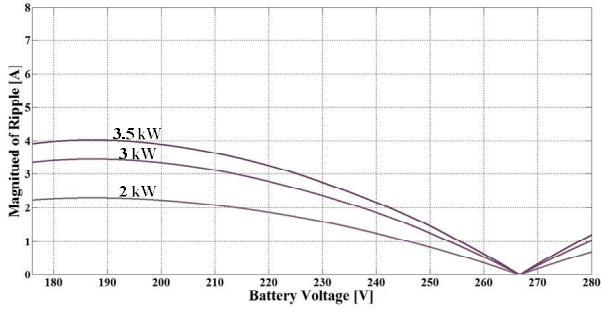


Fig. 6. Magnitude of current ripple versus battery voltage in 3-phase operation.

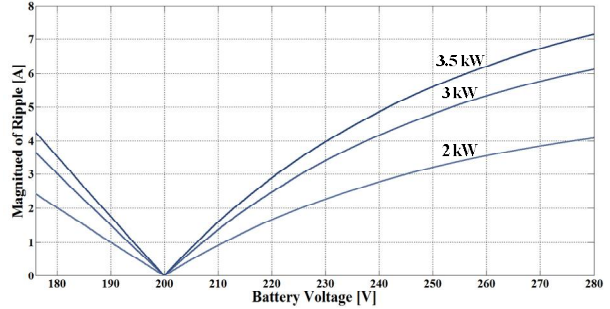


Fig. 8. Magnitude of current ripple versus battery voltage in 2-phase operation.

그림 7에 2상 동작 시 출력 전류 리플 크기 분석을 위한 각 상전류와 배터리 전류를 나타내었다. 2상 동작 시 배터리 전류 리플의 크기는 176 V ~ 200 V, 200 V ~ 280 V 의 두 구간으로 구분하여 구할 수 있다.

배터리 전압이 176 V ~ 200 V 인 경우 배터리 전류의 한주기 T_2 에서 배터리 전류가 상승하는 구간을 D_2T_2 로 정의했을 때 배터리 전류는 인덕터 전류의 합이므로 배터리 전류 변화량은 식 (10)으로 나타낼 수 있고 시스템 듀티 D 를 이용하면 식 (11)과 같다.

$$\Delta i_{B_2} = \frac{2V_B}{L} D_2 T_2 \quad (10)$$

$$\Delta i_{B_2} = \frac{2V_B}{L} (D - \frac{1}{2}) T \quad (11)$$

마찬가지로 배터리 전압이 200 V ~ 280 V 인 경우 배터리 전류 변화량을 구하면 식 (12)와 같다.

$$\Delta i_{B_2} = \frac{2V_{DC} - V_B}{L} DT \quad (12)$$

그림 8에 식 (11)과 (12)를 이용한 2상 동작 시 총·방전전력에 따른 배터리전압에 대한 전류 리플의 크기를 나타내었다.

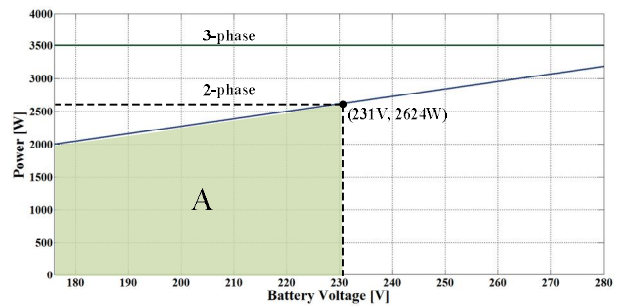


Fig. 9. Maximum output power of 3-phase and 2-phase operating mode versus battery voltage.

3.2 상 전환 적용구간 분석

시스템을 구성하는 전력 반도체 소자의 전류 정격은 3상 동작을 기준으로 설계한다. 따라서 2상 동작 시 최대 출력 전력은 3상을 기준으로 설계된 전력 반도체 소자의 전류 정격에 제한을 받게 된다.

그림 9는 스위치 소자의 전류 정격 사양을 이용한 2상 동작 시 배터리 전압에 대한 컨버터의 최대 출력을 그래프로 나타낸 것이다. 2상 동작 시 배터리 전압이 증가함에 따라 최대 출력이 증가하는 것을 알 수 있다. 그림에 나타낸 A영역은 배터리 전압에 따른 2상으로 동작 가능한 부하 영역이다.

상 제어 기법을 적용하는 경우 배터리 전류의 리플 크기를 배터리 전압변동에 대하여 나타낸 그래프와 2상 동작이 가능한 영역을 그림 10에 함께 나타내었다.

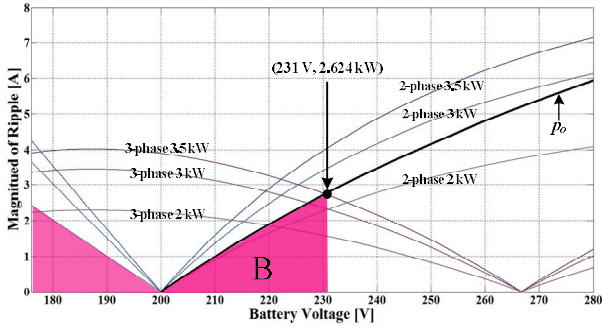


Fig. 10. Magnitude of current ripple in 3-phase and 2-phase operation versus battery voltage.

배터리 전압 V_B 가 231 V보다 작은 경우 2상으로 동작하면 전류 리플을 줄일 수 있는 것을 알 수 있다. 그러나 그림 9와 그림 10을 통하여 알 수 있듯이 V_B 가 231 V인 경우 2상 최대출력이 2.624 kW이므로 이보다 출력이 낮은 경우에만 2상으로 전환하여 리플 전류의 크기를 줄일 수 있다. 2상으로 동작 시 V_B 에 따른 2상 동작 최대출력 p_o 의 크기는 굵은 선과 같으며 동작 범위는 B영역과 같다. 부하 명령치와 현재 배터리 전압 크기를 이용하여 동작하는 상의 수를 결정한다. 그림 10의 3상-2상 전환 임계점에서 안정도를 확보하기 위하여 상 전환 시 임계점을 기준으로 히스테리시스 밴드갭을 설정하였다.

4. 시스템 설계

배터리 전압 267 V를 기준으로 상 개수에 관계없이 주파수 제어 가능한 전력의 크기가 작아질수록 인덕턴스 값의 크기가 커지고 2상으로 운전하는 경우에는 3상으로 운전하는 경우보다 인덕턴스 값이 작아진다. 3상 동작 시 전류임계모드로 동작하는 인덕턴스 L 은 식 (13)을 이용하여 구할 수 있다.

$$L = \frac{3V_B - 2V_{DC}}{\Delta i_B} DT \quad (13)$$

따라서 3상으로 운전 시 스위치소자의 최대 스위칭주파수는 20 kHz, 최소부하의 크기를 1 kW, 그리고 배터리 전류 리플 Δi_B 를 30%로 가정하였을 때 L 의 설계값은 1.52 mH로 구할 수 있다.

5. 시뮬레이션 및 실험

‘4. 시스템 설계’ 내용을 근거로 설계한 시스템 파라미터를 표 1에 나타내었다. 표 1의 파라미터 값을 이용하여 전류 리플 크기 분석을 확인하기 위한 시뮬레이션과 실험을 수행하였다.

TABLE I
SYSTEM PARAMETERS

Parameter	Value
V_{DC}	400 V
V_B	176 V ~ 280 V
$L_a \sim L_c$	1.52 mH
$C_a \sim C_c$	2.2 nF
f_{max}	20 kHz
$P_{C_{max}}, P_{D_{max}}$	3.5 kW

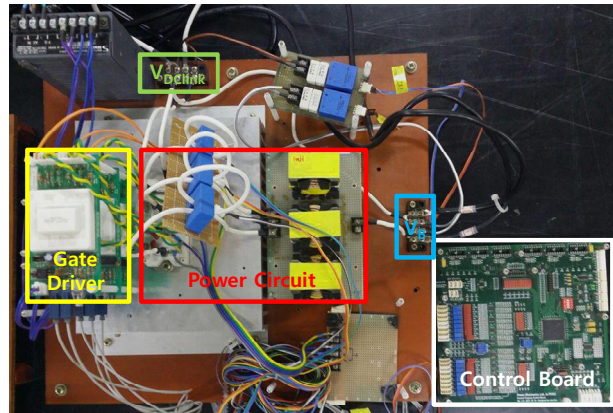
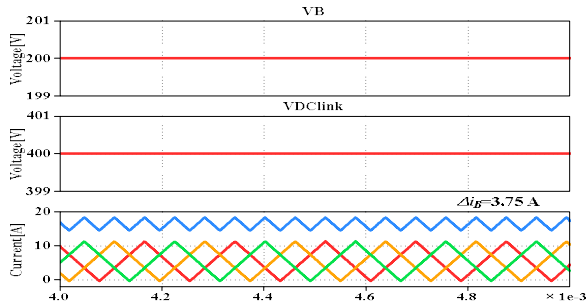


Fig. 11. Experimental setup.

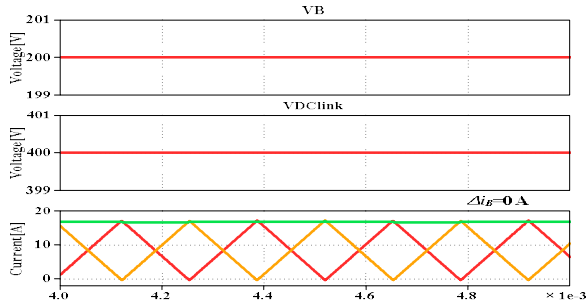
그림 11에 표 1의 파라미터를 이용하여 제작한 실험 세트를 나타내었다. 전력회로는 6 개의 IGBT가 하나의 모듈에 직접된 SEMIKRON사의 SKM 40GD 123D를 사용하였으며 시스템 제어는 TI (Texas Instruments)사의 TMS320F28335를 사용하였다.

그림 12는 스위칭 주파수를 가변하는 스위칭 방식을 이용하여 충·방전전력이 3.5 kW인 경우에 대한 배터리 전압, DC링단 전압, 인덕터 전류 및 배터리 전류의 시뮬레이션 결과 파형이다. 동일한 부하조건에서 리플 크기를 비교하기 위해 2상 동작의 출력도 3.5 kW로 가정하였다. 그림 12-(c)와 (b)에서 알 수 있듯이 3상으로 동작 시 배터리 전압이 3상으로 동작 시는 267 V, 2상으로 동작 시는 200 V일 때 전류 리플의 크기가 가장 작은 것을 알 수 있다. 그림 12-(a)~(d)에 나타난 Δi_B 의 크기는 그림 6과 8에서 분석한 결과와 일치한다.

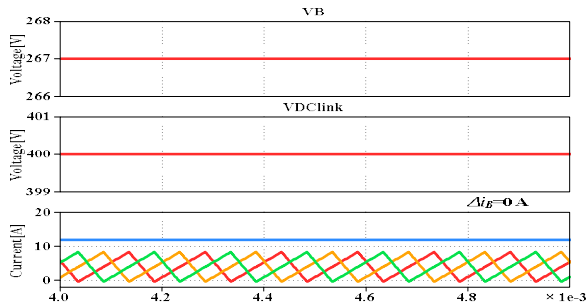
그림 13은 충·방전 전력이 3.5 kW인 경우 양방향 DC-DC 컨버터의 각 상 인덕터 전류와 배터리 전류에 대한 실험파형이다. 실험 결과 3상으로 동작 시 배터리 전압은 267 V, 2상으로 동작 시는 200 V에서 전류 리플 크기가 가장 작은 것을 알 수 있으며 이는 시뮬레이션 결과와 거의 비슷한 것을 알 수 있다. 각각의 경우 전류 리플이 최소인 지점을 기준으로 배터리 전압이 증가 혹은 감소하면 전류 리플을 증가하는 것을 알 수 있다. 또한 2상 동작 시 스위칭 주파수가 3상과 비교하여 주파수가 낮은 것을 확인할 수 있다.



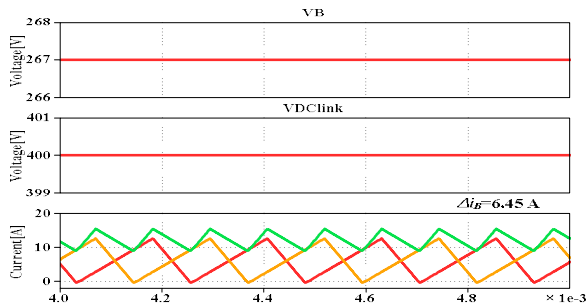
(a) $V_B = 200\text{ V}$ in 3-phase operation



(b) $V_B = 200\text{ V}$ in 2-phase operation



(c) $V_B = 267\text{ V}$ in 3-phase operation



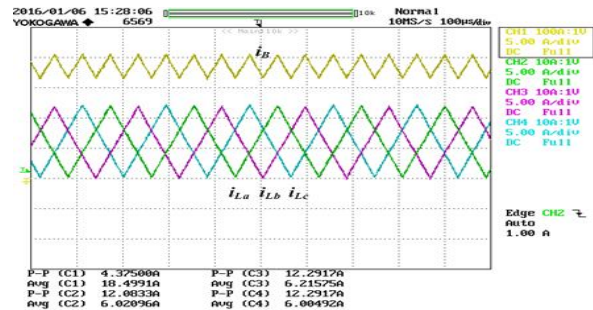
(d) $V_B = 267\text{ V}$ in 2-phase operation

Fig. 12. Simulation waveforms in case of 3.5kW load.

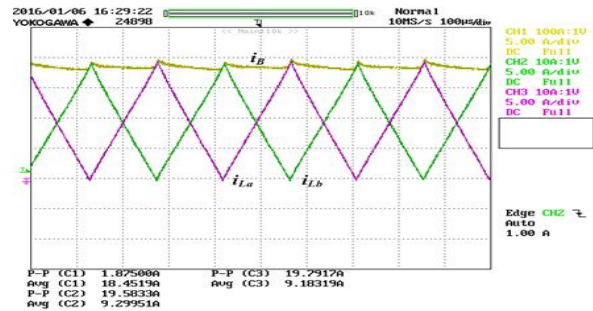
6. 결 론

본 논문에서는 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 전류리플을 저감하기 위한 새로운 제어기법을 제안하였다.

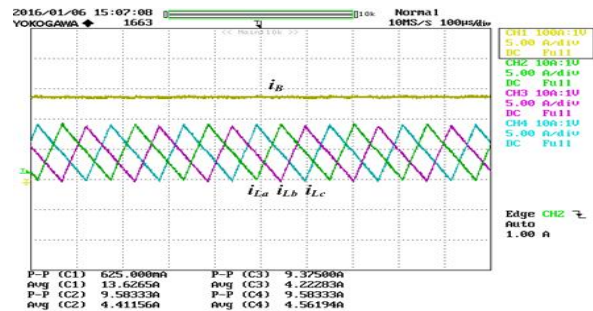
정격 3.5kW, 최대 스위칭 주파수가 20kHz로 동작하는 컨버터에서 각 상이 전류 임계모드로 동작할 때의



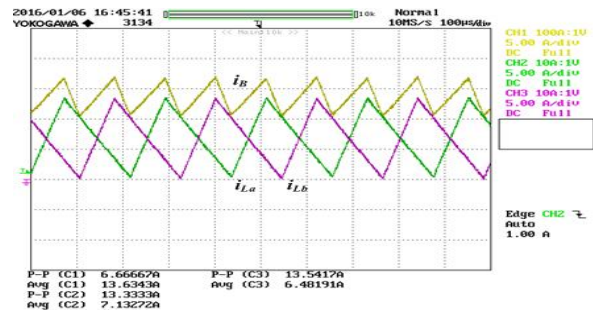
(a) $V_B = 200\text{ V}$ in 3-phase operation



(b) $V_B = 200\text{ V}$ in 2-phase operation



(c) $V_B = 267\text{ V}$ in 3-phase operation



(d) $V_B = 267\text{ V}$ in 2-phase operation

Fig. 13. Experimental waveforms in case of 3.5kW load

인덕턴스 값을 설계하였다. 배터리 전류 리플 Δi_B 를 30% 이내로 하는 인덕터 L 의 설계값은 1.52mH이다.

설계된 인덕턴스 값을 적용하여 176V ~ 280V의 운전 범위를 가지는 배터리를 이용한 3상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터의 전류 리플 크기를 분석하였으며

V_B 가 176 V ~ 231 V 구간에서는 2상으로, 231 V ~ 280 V 구간에서는 3상으로 동작하도록 하였다. 또한 상 제어 스위칭 기법을 적용할 때의 배터리 전압에 따른 2상으로 동작 가능한 최대전력 구간 범위를 분석하였는데 V_B 가 176 V인 경우 2kW의 전력으로 충·방전 가능하고 V_B 가 231 V인 경우 최대 출력 전력은 2.624 kW이다. 즉, 배터리 전압이 176 V ~ 231 V로 증가함에 따라 최대 출력 전력은 2 kW ~ 2.63 kW로 증가한다. 또한 2상으로 동작하는 경우 동일한 출력 전력에서 3상 동작 시와 비교하여 스위칭 주파수가 낮기 때문에 주파수제어를 사용할 수 있는 경부하 구간이 확장되는 것을 실험과 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

제안하는 상 제어 기법을 적용한 양방향 DC-DC 컨버터는 기존의 3상 제어기법을 적용한 컨버터에서 부하 조건에 따라 배터리 전류 리플 성분을 현저히 감소시킴으로써 배터리 수명 연장에 기여할 수 있을 것으로 기대된다.

이 논문은 부경대학교 자율창의학술연구비(2016년)에 의하여 연구되었음.

References

- [1] J. Y. Choi and E. S. Park, "A study on the V2G application using the battery of electric vehicles under smart grid environment," *The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol. 63P, No. 1, pp. 40-45, Mar. 2014.
- [2] A. Jossen, "Fundamentals of battery dynamic," *Journal of Power Source*, Vol. 154, No. 2, pp. 530-538, Mar. 2006.
- [3] J. H. Zhang, J. S. Lai, R. Y. Kim, and W. S. Yu, "High-power density design of a soft-switching high-power bidirectional DC-DC converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 22, No. 4, pp. 1145-1153, Jul. 2007.
- [4] J. B. Baek, W. I. Choi, and B. H. Cho, "Digital adaptive frequency modulation for bidirectional DC-DC converter," *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 11, pp. 5167-5176, Nov. 2013.
- [5] W. J. Lee, J. K. Eom, B. M. Han, and H. J. Cha, "Design and experiment of three-phase interleaved DC-DC converter for 5kW lead-acid battery charger," *Journal of Power Electronics*, Vol. 16, No. 3, pp. 227-233, Jun. 2011.
- [6] J. H. Jung, B. G. Seo, C. K. Keun, E. C. Nho, I. D. Kim, H. G. Kim, and T. W. Chun, "New soft-switching method of 3-phase interleaved bidirectional DC-DC converter for battery charging and discharging," *Journal of Power Electronics*, Vol. 19, No. 4, pp. 383-390, Aug. 2014.
- [7] N. Liqin, D. J. Patterson, and J. L. Hudgins, "High power current sensorless 16-phase interleaved DC-DC converter for hybrid vehicle application," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 27, No. 3, pp. 1141-1151, Mar. 2012.



정재헌(鄭在憲)

1981년 10월 19일생. 2007년 부경대 공대 전기제어공학부 졸업. 2009년 부경대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2015년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2015년~현재 부경대 박사후 연구생.



김지현(金枝賢)

1992년 3월 4일생. 2014년 부경대 전기공학과 졸업. 2016년 부경대 대학원 전기공학과 졸업(석사).



노의철(魯義哲)

1960년 8월 2일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공학박). 1997년~1998년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 2005년~2006년 미국 University of California-Irvine 방문교수. 1995년~현재 부경대 전기공학과 교수. 당 학회 감사.



김흥근(金興根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1990년~1991년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 경북대 IT대학 전기공학과 교수. 당 학회 명예회장.



전태원(全泰園)

1959년 1월 30일생. 1981년 부산대 전기공학과 졸업. 1983년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1996년~1997년 Tennessee 대학 방문교수. 2005년~2006년 미국 Virginia Tech. 방문교수. 현재 울산대 전기전자정보시스템공학부 교수.